

# 실내 고속 무선 LAN의 OFDM 전송방식의 고찰

계 선 형\*, 황 유 모\*\*

\*포스텍 OBU 사업본부, \*\*명지대 전기통신연구소

## 1. 실내 무선 LAN

무선 LAN(Local Area Network)은 통신 네트워크 인프라 구성에 유연성을 더할 뿐 아니라, 공장 및 사무실의 자동화를 위한 이동성에 대한 요구 증대에 따라 그 적용범위가 확대되고 있다. 현재 상용화 되어 있는 실내 무선 LAN의 전송방식으로는 대역확산 방식과 적외선 방식 등이 있으며, 이 중 대역 확산 방식의 FHSS(Frequency Hopping Spread Spectrum)와 DSSS(Direct Sequence Spread Spectrum)가 널리 사용되고 있다. FHSS와 DSSS는 대역 확산 기법의 사용에 따라 보안성과 다중 사용자 접속 지원 성능이 뛰어나다는 장점을 가지나 주파수 효율성과 데이터 전송율이 낮다는 단점을 가지고 있다<sup>[1]</sup>. 즉, 기존의 대역확산 방식 무선 LAN은 최대 전송속도가 2Mbps로써, 고속 멀티미디어 시스템에 적합하지 못하며, 사용대역폭도 넓다.

이러한 전송속도의 제한을 극복하기 위해 무선 ATM 또는 동영상 전송이 가능한 광대역 무선 멀티미디어 시스템에 적용이 가능하며 실내 무선 LAN 전송 환경인 다중경로 페이딩에 의한 영향을 줄일 수 있는 다중 반송파 전송시스템에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다<sup>[2][3]</sup>.

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing : 직교 주파수 분할 다중화) 전송방식의 다중 반송파 전송 시스템은 광대역 신호를 상호 직교성을 가지는 협대역의 부채널로 분산하여 전송하므로 주파수 대역을 효과적으로 사용할 뿐 아니라, 주파수 선택적 페이딩 채널에 의한 신호왜곡이 협대역의 각 부채널에 주파수 비선택적 페이딩 왜곡으로 나타난다. 이러한 다중 반송파 전송시스템의 특징은 다중경로 실내 전송채널의 주파수 선택적 페이딩 특성을 가장 잘 해결할 수 있는 방법으로<sup>[4]</sup> 실내 고속 무선 LAN 시스템에 적합하다.

본 고에서는 이상과 같이 다중경로 전송환경에서 다중반송파 전송방식의 장점과 기존의 대역확산 방식 무선 LAN

시스템이 지닌 저속 데이터 전송률을 극복할 수 있는 OFDM 전송방식에 대해 고찰한다. 특히, 고속 데이터 전송을 위해 높은 주파수 사용효율을 가지는 64QAM 신호를 사용하여 OFDM의 다중반송파를 변조하는 OFDM-64QAM 방식의 실내 무선 LAN 시스템에 대해 고찰한다.

## 2. OFDM 전송시스템의 원리

### 2.1 OFDM 전송시스템의 특성

OFDM은 이산푸리에 변환(IDFT : Inverse Discrete Fourier Transform)을 이용하여 기저대역에서 단일 광대역 신호를 다수의 협대역 신호로 변조 및 복조가 가능하다. 또한, OFDM 신호간에 다중경로 전송환경의 임펄스 응답보다 긴 보호구간을 삽입하여 지연확산에 의하여 발생하는 인접 심볼간 간섭(ISI : Inter-symbol Interference)과 인접 채널간 간섭(ICI : Inter-channel Interference)을 방지할 수 있고, 각각의 부반송파간의 직교성을 유지할 수 있다. 이 때, 보호구간 삽입은 OFDM 신호열의 뒷부분 정보신호를 앞부분에 복사하는 CP(Cyclic Prefix) 확장방식을 사용한다.

### 2.2 OFDM 전송시스템의 모델링

IDFT와 DFT를 이용하여 변조 및 복조하고 보호구간을 삽입한 OFDM 전송시스템의 동작구성도는 그림 1과 같다. 전송 대역폭을 N개의 부채널로 나눈 OFDM 전송시스템에서 송신단 필터  $\phi_k(t)$ 의 출력 파형은 다음 식과 같다.

$$\phi_k(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T-T_{cp}}} e^{j2\pi \frac{W}{N} k(t-T_{cp})} & , \text{if } t \in [0, T] \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases} \quad (1)$$

여기서  $T=N/W + T_{cp}$

## 실내 고속 무선 LAN용 OFDM 전송방식의 고찰

$N$  : 부채널 개수  
 $W$  : 대역폭  
 $T_{cp}$  : 보호구간  
 $k$  : 부반송파 index

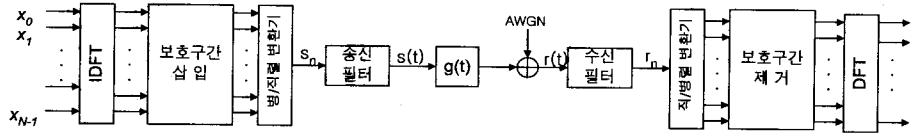


그림 1. OFDM 전송시스템의 동작구성도

만일  $t$ 가 보호구간(Cyclic Prefix)  $[0, T_{cp}]$  내에 있으면

$\phi_k(t) = \phi_k(t + N/W)$ 가 되며,  $\phi_k(t)$ 가 반송주파수  $f = kW/N$ 에서의 송신필터이므로 OFDM 전송시스템은 부채널의 대역폭이  $W/N$ 인  $N$ 개의 병렬전송 시스템으로 해석할 수 있다. 따라서,  $k$  번째 부반송파로 전송되는  $l$  번째 OFDM 신호는 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_{k,l} \phi_k(t - lT) \quad (2)$$

여기서,  $x_{0,l}, x_{1,l}, \dots, x_{N-1,l}$  : 복조신호 성좌

무한한 OFDM 심볼열이 전송되면 OFDM 전송시스템의 송신신호는 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} s_l(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} x_{k,l} \phi_k(t - lT) \quad (3)$$

채널의 임펄스 응답  $g(\tau; t)$ 가 보호구간의 길이 내에 있다고 가정하면, 즉  $\tau \in [0, T_{cp}]$ 이면 OFDM 수신신호는 다음 식과 같다.

$$r(t) = (g * s)(t) = \int_0^{T_{cp}} g(\tau; t) s(t - \tau) d\tau + \tilde{n}(t) \quad (4)$$

여기서,  $\tilde{n}(t)$  : Additive White Gaussian Noise

수신단에서  $k$  번째 부반송파의 수신 정합필터  $\phi_k(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\phi_k(t) = \begin{cases} \phi_k^*(T-t) & , \text{ if } t \in [0, T - T_{cp}] \\ 0 & , \text{ otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

이 때, 보호구간은 전송된 신호가 지연된 전신호에 의해 간섭 영향을 받은 부분이므로, 수신기에서 전송된 신호의 보호구간을 제거한다.

OFDM 심볼 구간동안 채널이 고정되어 있다고 하면, 즉  $g(\tau, t) = g(\tau)$ 이면  $k$  번째 수신필터의 출력신호는 다음과 같다.

$$y_k = \sum_{l=0}^{N-1} x_{k,l} \int_{T_{cp}}^T \int_0^{T_{cp}} g(\tau) \phi_k(t - \tau) \phi_k^*(t) dt + n_k \quad (6)$$

여기서,  $n_k = \int_{T_{cp}}^T \tilde{n}(T-t) \phi_k^*(t) dt$

주파수  $f = k'W/N$ 에서 채널의 샘플된 주파수 응답은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$h_k = G\left(k' \frac{W}{N}\right) = \int_0^{T_{cp}} g(\tau) e^{-j2\pi k' \frac{W}{N} \tau} d\tau \quad (7)$$

여기서,  $G(f)$  :  $g(\tau)$ 의 푸리에 변환

전송필터  $\phi_k(t)$ 는 부반송파 상호간에 직교하기 때문에 출력 신호는 다음과 같다<sup>[5]</sup>.

$$y_k = h_k x_k + n_k \quad (8)$$

식 (8)에서 알 수 있듯이 OFDM 전송시스템은 협대역의 각 부채널 신호에 채널의 주파수 응답이 곱해져서 나타나게 된다. 즉, 광대역의 신호에 영향을 미치던 페이딩 왜곡이 협대역의 신호특성으로 나타나면서, 다중경로에 의한 주파수 선택적 페이딩 왜곡이 협대역의 각 부반송에서는 주파수 비선형적 페이딩 왜곡으로 나타난다. 따라서, OFDM 전송시스템은 그림 2와 같이 협대역 신호를 병렬로 전송하는 등가모델로 나타낼 수 있다. 또한 부채널의 개수를  $N$ , 정보신호의 총 대역을  $W$ , 부반송파 간의 간격을  $f$ 라고 할 때, 각 부채널의 주파수 응답은 그림 3과 같다.

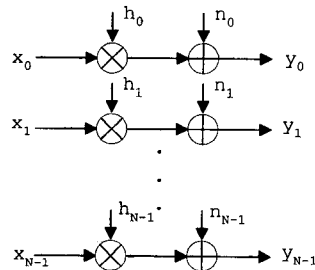


그림 2. OFDM 전송시스템의 병렬 등가 모델

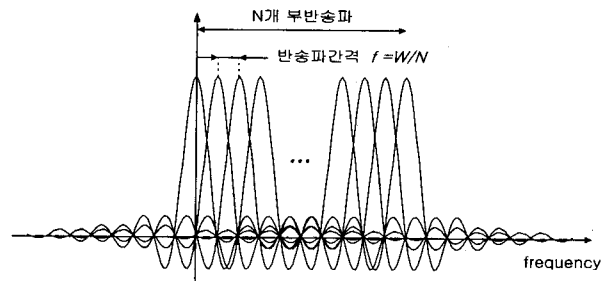


그림 3. OFDM 전송시스템의 송신 전력스펙트럼

### 2.3 실내 무선 전송 환경의 모델링

실내 무선 LAN 환경은 송·수신기가 고정되어 있는 고정 단말기의 송·수신 시스템으로 가정할 수 있다. 이것은 송·수신기간에 상대적인 이동성을 고려하지 않아 주파수의 도플러 효과를 고려하지 않으므로 도플러 주파수  $f_D=0$ 이다. 또한, 셀의 크기와 송신전력이 작으며, 기지국과 사용자가 모두 실내에 있고 전파 경로에 반사 요인이 되는 벽, 바닥, 천장에 따라 전파가 산란하거나 감쇠하여 음영효과를 나타낸다. 실내 전송 채널은 시간에 따라 천천히 변하며, 수신되는 신호는 cluster로 수신되며<sup>[6]</sup>, 일반적으로 약 100 ns 이하의 RMS(Root Mean Square) 지연확산을 가진다<sup>[7]</sup>.

전송 채널의 첫 번째 페이딩 임펄스 신호가 항상 지연 없이, 즉  $\tau_0=0$ 에서 수신되고 나머지 페이딩 임펄스 신호는 보호구간동안 uniform하고 독립적인 지연분포를 가진다고 가정하면 채널의 전력 지연 프로파일은 식 (13)과 같다<sup>[7][8]</sup>.

$$P(\tau_k) = C e^{-\tau_k/\tau_{rms}} \quad (9)$$

여기서, C : 정규화 상수  
 $\tau_k$  : 시간 지연  
 $\tau_{RMS}$  : RMS 지연 확산

단일 반송파 64QAM은 다중경로 전송환경에 의해 수신 신호가 심한 페이딩 왜곡을 받으며, SER 성능에서 Error floor가 발생한다. OFDM-64QAM은 각 부반송파에 전송되는 신호구간이 증가하므로 다중 경로 채널에 의한 영향이 unresolvable error로 발생하며, 보호구간을 삽입함으로써 OFDM 신호간에 간섭(ISI)을 방지할 수 있으므로 다중 경로 전송환경에 의한 주파수 선택적 왜곡은 하나의 OFDM 신호 내에서 자기신호의 중첩으로 나타난다. 이 때, OFDM 수신신호는 식 (8)로부터 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} y_k &= h_k x_k + n_k \\ &= x_k G(k' \frac{W}{N}) + n_k \\ &= x_k \sum_{l=0}^{L-1} a_l e^{2\pi \frac{W}{N} \tau_l} + n_k \end{aligned} \quad (10)$$

여기서, L : 채널의 다중경로 수  
 $l : 0, 1, 2, \dots, L-1$

OFDM 수신신호는 식 (10)로부터 채널에 의해 중첩된 신호의 이득으로 정규화 함으로써 원 신호를 복원할 수 있는데 다중경로에 의해 판정기에서 잡음의 분산은 다음 식과 같다<sup>[9]</sup>.

$$n_k = \frac{N_o}{2} \left( 1 + \frac{T_{cp}}{T_o} \right) \frac{1}{\left| \sum_{l=0}^{L-1} a_l e^{2\pi \frac{k}{N} \tau_l} \right|^2} \quad (11)$$

그러나 64QAM의 높은 신호레벨에 의한 왜곡으로 인해 OFDM-64QAM 신호는 SER의 Error floor를 발생한다. 이

러한 성능열화로 인해 채널의 왜곡을 추정 및 보상할 수 있는 채널 등화가 필요하다<sup>[8]</sup>.

## 3. OFDM 전송시스템의 성능 개선

유럽 DAB(Digital Audio Broadcasting) 시스템과 같이 낮은 데이터 전송율을 가지는 OFDM 전송시스템에는 채널 추정이 불필요한 DPSK (Differential Phase Shift Keying)와 같은 비동기 변조방식이 적합하다. 그러나 고속 데이터 전송을 위한 무선 LAN 전송시스템에는 동기(coherent) 다중 레벨 변조방식이 더욱 적합하다. 이 때, 다중 레벨 변조 방식을 사용하면 다중경로 전송환경의 페이딩에 의해 SER 성능열화가 발생하는데, 이러한 시스템의 성능열화를 보상하기 위해 채널의 추정 및 보상이 필요하다<sup>[4][8]</sup>.

등화방식에는 시간-주파수 영역의 상관을 이용하여 채널의 왜곡을 추정 및 보상하는 PSA(Pilot Symbol Assisted) 등화방식과 적은 수의 tap을 가지는 주파수 영역 등화기(FEQ)를 사용하는 방식이 있다<sup>[9]</sup>. OFDM 전송시스템에서의 채널 등화는 모두 주파수 영역에서 이루어지며, 두 방식을 결합하면 우수한 성능 개선을 기대할 수 있다.

### 3.1 파일럿 심볼을 이용한 채널등화

OFDM 전송시스템에서는 시간-주파수 영역의 상관을 이용하여 채널 추정이 가능하다<sup>[8]</sup>. 협대역의 부반송파로 이루어진 OFDM 전송시스템의 시간-주파수 영역에서 정보데이터 신호 대신 일정 간격의 방사패턴(Scattered pattern)으로 직교성의 파괴 없이 파일럿 심볼을 삽입할 수 있다. 삽입된 파일럿 심볼은 데이터 심볼과 동일한 채널의 영향을 받게 되고 수신기에서 다시 주파수 영역에서 추출되어 부반송파 위치에 톤을 전송하는 것과 같은 효과를 가지기 때문에 채널을 샘플링한 정보를 가지게 된다. 채널에 의한 신호왜곡 보상은 추출된 파일럿 심볼을 시간-주파수 영역에서 보간하여 신호를 보상하게 되므로, 시간-주파수 격자의 채널정보를 정확히 샘플링 하기 위해서 파일럿 심볼의 개수나 패턴 등은 시스템의 성능을 좌우하는 중요한 파라미터가 된다.

산란(scattered) 패턴의 추출된 파일럿 심볼은 채널의 통계적(stochastic) 신호 주파수 영역의 채널  $G(f, t)$ 을 샘플링한 신호로 볼 수 있다. 이 샘플은 aliasing을 피하기 위해 2차원 샘플링 이론을 만족하도록 충분한 샘플이 이루어져야 한다<sup>[9]</sup>. 여기서,  $G(f, t)$ 는 OFDM 샘플구간 동안 일정하다고 가정한 채널 임펄스 응답의 푸리에 변환신호이며,  $G(f, t)$ 의 자기상관 함수는 시간-주파수 축으로  $\Delta t, \Delta f$  떨어진 상관함수  $\phi_c$ 로써 다음 식과 같이 나타낼 수 있다<sup>[5]</sup>.

$$\begin{aligned} R_{GC}(\Delta f, \Delta t) &= E[ G(f, t) G^*(f - \Delta f, t - \Delta t) ] \\ &= \phi_c(\Delta f, \Delta t) \end{aligned} \quad (12)$$

위 함수의 대역폭은 각각  $\Delta f$  방향으로 Doppler spread인  $B_d$ ,  $\Delta t$  방향으로는 다중경로 spread인  $\tau_{max}$  로써 각각 다음과 같다.

$$B_d = 2F_{D,max} = \frac{2f_{D,max}}{NT_s} \quad (13)$$

$$\tau_{max} = LT_s \quad (14)$$

여기서,  $f_{D,max}$  : 반송파 간격으로 정량화된 최대 도플러 주파수

- L : 보호구간의 길이
- $T_s$  : 주파수 축의 신호구간
- N : 반송파의 개수

여기서 파일럿 심볼이 주파수축으로  $N_f$ 개의 반송파 간격, 시간축으로  $N_t$ 개의 OFDM 심볼 간격만큼 삽입되었다고 하면, 샘플링된 채널의 푸리에 변환 함수는 다음과 같다.

$$h_{k,l} = G\left(k \cdot N_f \frac{1}{NT_s}, l \cdot N_t(N+L)T_s\right) \quad (15)$$

여기서,  $\frac{1}{NT_s}$  : 반송파간 간격

$(N+L)T_s$  : OFDM 심볼구간

식(13)과 (14)을 이용하여 2차원 Nyquist 샘플링을 위한 최소 파일럿 심볼의 삽입간격을 계산하면 다음과 같다.

$$\tau_{max} \cdot \frac{N_f}{NT_s} < 1, \quad \therefore N_f < \frac{N}{L} \quad (16)$$

$$B_d \cdot N_t(N+L)T_s < 1 \quad \therefore N_t < \frac{1}{2\left(1 + \frac{L}{N}\right)f_{D,max}} \quad (17)$$

식 (16)와 식 (17)을 만족하는  $N_f$ 와  $N_t$ 가 결정되었다면 PSA OFDM 전송시스템의 시간-주파수 신호의 파일럿 심볼의 삽입패턴은 그림 4와 같다.

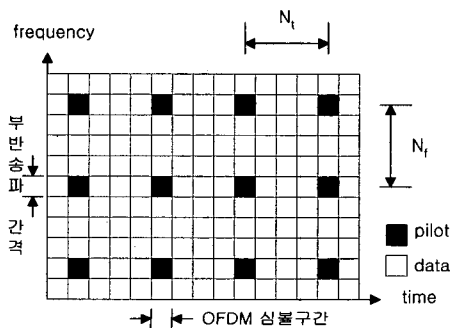


그림 4. 시간-주파수 격자에서의 파일럿 심볼 패턴

실내 무선 LAN 환경을 다중경로 전송환경의 주파수 선택적 페이딩 환경이며, 고정 수신 장치로 가정하면, 송수신기 간에 상대적인 이동성이 없으므로 최대 도플러 주파수  $f_{D,max} = 0$ 이다. 따라서, 식 (16)로부터  $N_f$ 만을 고려하여 파일럿 심볼의 개수와 패턴을 결정할 수 있다. 단일 파일럿 심볼의 개수를 식(16) 및 식 (17)에 근거하지 않고 설정하면 채널의 샘플링 정보는 undersampling이 되어 정확히 채널왜곡을 추정할 수 없다. 파일럿 심볼의 격자 pattern에 변화를 주어 채널왜곡 보정성능을 개선할 수 있다.

### 3.2 채널 추정 및 등화

전송된 파일럿 심볼은 채널의 주파수 응답을 샘플링하여 수신된 OFDM 신호로부터 추출한 파일럿 심볼의 정보, 즉 샘플링된 채널 정보는 보간되어 수신되는 데이터 신호에 LS(Least Squared) 형태로 곱하여 위상왜곡과 진폭왜곡을 보상한다. 이렇게 추정된 채널의 주파수 응답  $\hat{h}_k$ 는 식 (18)과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{h}_k &= \frac{p_{r,k}}{p_{c,k}} = \frac{(p_{r,k}h_k + n_k)p_{r,k}^*}{|p_{r,k}|^2} \\ &= h_k + \frac{p_{r,k}^*n_k}{|p_{r,k}|^2} = h_k + n_{k_2} \end{aligned} \quad (18)$$

여기서,  $p_{r,k}$  : 파일럿 심볼

$p_{c,k}$  : 수신 파일럿 심볼

$$n_{k_2} = \frac{p_{r,k}^*n_k}{|p_{r,k}|^2} : \sigma_{n_{k_2}}^2 = \frac{\sigma_{n_k}^2}{P} \text{인 AWGN 잡음}$$

$\sigma_{n_k}^2$  :  $n_k$ 의 분산

P : 파일럿 심볼의 전력

식 (18)로부터 파일럿 심볼을 이용하여 추정된 채널의 주파수 응답  $\hat{h}_k$ 를 식 (19)과 같이 수신신호에 곱해 위상과 크기 왜곡을 보상할 수 있다.

$$\hat{x}_k = \hat{h}_k^* y_k \quad (19)$$

주파수 영역에서 심볼간 간섭 없이 전송하기 위해서 Nyquist 기준으로 채널이 flat한 진폭과 선형적인 위상응답을 가져야 한다. OFDM 전송시스템에서는 각 채널이 각기 다른 감쇄와 각기 다른 위상 응답을 가지므로 채널은 Nyquist가 아니며, 따라서 채널의 등화가 필요하다.

단일반송파 전송시스템에서는 다중경로 환경채널에 의한 지연확산이 전송신호의 길이보다 길게 나타나지만 다중반송파 전송시스템에서는 지연확산보다 전송신호의 길이가 길어지며, 지연확산보다 긴 보호구간을 사용함으로써 하나의 지연소자(1-tap)를 가지는 간단한 선형등화기를 사용할 수 있다. 이 때, OFDM 전송시스템은 채널의 등화와 수신기의 신호환정이 주파수 영역에서 발생하므로 1-tap 선형

등화기는 주파수 영역 등화기(FEQ : Frequency-domain Equalizer)로 동작하게 된다. 등화기에는 신호에 탭 계수를 최적화 할 때 가장 많이 사용되는 기준은 MSE를 최소화하는 LMS 알고리즘을 이용하여 구현할 수 있다. LMS보다 수렴속도가 빠른 알고리즘으로 RLS(Recursive Least Square)방식으로 지수적으로 가중된 제곱에러를 최소화 하지만 복잡하고 계산량이 많은 단점이 있기 때문에 1-탭 LMS 선형등화기가 적합하다. 그림 5는 주파수 영역에서 필터뱅크 형태의 등화기를 보여주고 있다.

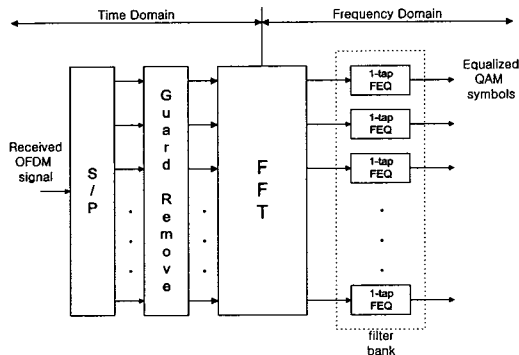


그림 5. 주파수 영역에서 필터뱅크 형태의 등화기

#### 4. OFDM-64QAM에서 동기오차의 영향

반송파 주파수 율셋은 송신기와 수신기 간의 발진기의 주파수 차이, 도플러 천이 등에 의해 발생하며, 부반송파간의 채널간 간섭(ICI)과 수신신호의 위상왜곡으로 나타난다 [2][5][11]. 프레임 동기오차는 수신된 OFDM 신호의 샘플링 시작오차로부터 발생하며, 주파수 율셋과 동일하게 수신신호의 위상왜곡으로 나타난다. 이러한 동기오차는 OFDM 전송시스템의 성능열화에 민감한 영향을 미치는 요소로 작용하므로, OFDM 수신기에서는 단일반송파 전송시스템에 비해 정교한 동기회로가 요구된다.

##### 4.1 반송파 주파수 율셋의 영향

OFDM 전송시스템에서 반송파의 주파수 율셋을  $\Delta F$ 라고 할 때, AWGN 환경에서 OFDM의 수신신호는 다음 식과 같다.

$$r(t) = s(t) \cdot e^{j2\pi\Delta Ft} + \tilde{n}(t) \quad (20)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cdot e^{j2\pi\left(\frac{k}{T} + \Delta F\right)t} + \tilde{n}(t)$$

여기서,  $s(t)$  : OFDM 송신신호

$\tilde{n}(t)$  : AWGN

수신단에서 프레임 동기가 이상적으로 수행되었다고 가정하면  $t = \frac{T}{N}n$ 에서 샘플된 수신신호  $r_n$ 은 식 (21)와 같다.

$$r_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cdot e^{j2\pi\left(\frac{k}{T} + \Delta F\right)\left(\frac{T}{N}n\right)} + \tilde{n}_n \quad (21)$$

인접하는 OFDM 신호와 겹치지 않도록 충분한 보호구간을 두었다고 가정할 때, 수신기에서 복조된 신호는 식 (22)과 같다.

$$y_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'} \cdot e^{j2\pi\left(\frac{k'}{T} + \Delta F\right)\left(\frac{T}{N}n\right)} \cdot e^{-j2\pi\frac{nk}{N}} + n_k \quad (22)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi(k-k'-\Delta F)\frac{n}{N}} + n_k$$

여기서,  $\Delta f = \Delta F \cdot T$  : 부반송파의 심볼구간으로 정규화된 주파수 율셋

$$n_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{n}_n e^{-j2\pi\frac{nk}{N}} : \text{AWGN}$$

$k'$  : 송신단의 부반송파 index

$k$  : 수신단의 부반송파 index

부채널의 개수  $N$ 이 매우 크다면 식(22)의 두 번째 항은 식 (23)의 근사식으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi\frac{(k-k'-\Delta f)n}{N}} = \frac{1}{T} \int_0^T e^{-j2\pi\frac{(k-k'-\Delta f)t}{T}} dt \quad (23)$$

위 근사식으로부터 복조된 OFDM 신호는 식 (24)과 같다.

$$y_k = -e^{j\pi\Delta f} \cdot \text{sinc}(\Delta f) \cdot \sum_{k'=0}^{N-1} \frac{x_{k'}}{k-k'-1} \Delta f$$

$$= x_k \cdot e^{j\pi\Delta f} \cdot \text{sinc}(\Delta f) - e^{j\pi\Delta f} \cdot \text{sinc}(\Delta f) \cdot \sum_{k'=0, k' \neq k}^{N-1} \frac{x_{k'}}{k-k'-1} \Delta f + n_k \quad (24)$$

여기서,  $\text{sinc}(\Delta f) = \frac{\sin(\pi\Delta f)}{\pi\Delta f}$

식 (24)의 첫 번째 항은  $k$  번째 부반송파로 전송되는 목적 정보신호이며, 두 번째 항은 인접 부채널의 간섭(ICI)을 나타내고, 각 항은  $e^{j\pi\Delta f}$ 의 위상왜곡 성분과  $\text{sinc}(\Delta f)$ 의 진폭 감쇠성분을 가진다. 이러한 목적 정보신호의 진폭감쇠와 ICI를 도시하면 그림 6과 같다.

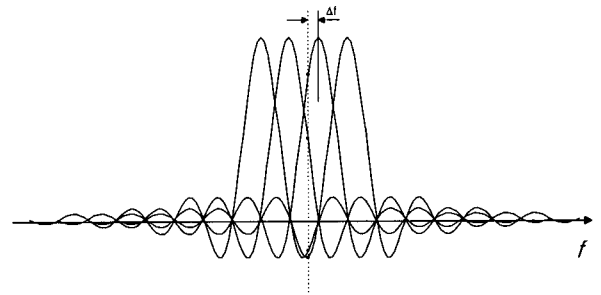


그림 6. OFDM 전송시스템에서 반송파의 주파수 율셋에 의한 인접 채널간의 간섭(ICI)

## 실내 고속 무선 LAN용 OFDM 전송방식의 고찰

식 (24)의 복조된 신호로부터 목적의 데이터를 추출할 때, 나머지 위상왜곡 및 잡음 성분은 다음 식과 같다.

$$u_k = y_k \frac{x_k^*}{|x_k|^2} = e^{j\Delta f} \cdot \sin c(\Delta f) - e^{j\Delta f} \cdot \sin c(\Delta f) \cdot \sum_{\substack{k'=0 \\ k' \neq k}}^{N-1} \frac{1}{\frac{k-k'}{\Delta f} - 1} + \frac{n_k x_k^*}{|x_k|^2} \quad (25)$$

여기서,  $x_k^*$ :  $x_k$ 의 complex conjugate

위상왜곡의 확률분포함수는 식 (25)에서  $u_k$ 의 평균과 분산을 계산함으로써 구할 수 있다. 여기서, 인접 부반송파들의 간섭항은 부반송파들간에 서로 독립적으로 일어나므로 central limit theorem에 의해 평균이 "0", 분산이  $\sigma_u^2$  인 AWGN 잡음으로 모델링 할 수 있다. 따라서 OFDM 전송 시스템에서 부반송파의 주파수 율셋에 의한 위상왜곡의 확률 분포 함수는 각각 식 (26)과 (27)의 평균과 분산을 가진다.

$$\text{평균: } E[u_k | x_k] = \sin c(\Delta f) e^{j\Delta f} = U_m \quad (26)$$

$$\text{분산: } \text{Var}[u_k | x_k] = E[|u_k - U_m|^2] = \sigma_u^2 \quad (27)$$

$$\text{여기서, } \sigma_u^2 = \sin^2 c(\Delta f) \sum_{\substack{k'=0 \\ k' \neq k}}^{N-1} \frac{1}{\left(\frac{k-k'}{\Delta f} - 1\right)^2}$$

반송파의 주파수 율셋이 수신시스템에 미치는 영향을 분석한 결과, 식 (26)으로부터 위상왜곡의 분산은 부반송파의 심볼구간으로 정규화된 주파수 율셋에 따라 증가하며, 동일한 주파수 율셋에 대하여 부반송파의 개수가 증가할수록 정규화된 주파수 율셋이 증가함을 알 수 있다. 이는 그림 7 과 같이 부반송파 개수의 증가에 따른 인접채널간 간섭의 증가로 나타난다.

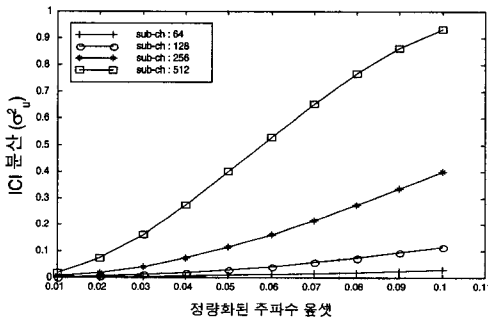


그림 7. 부반송파 개수에 따른 인접채널간 간섭

### 4.2 프레임 동기오차의 영향

OFDM 전송시스템은 FFT의 크기를 기준하여 정보데이터 신호를 OFDM 신호로 변조 및 복조하기 때문에 IFFT/FFT에 입력되는 신호의 시작 동기, 즉 OFDM 신호

의 프레임 동기가 매우 중요한 시스템 성능열화요소로 작용한다. 프레임 동기오차가 발생하면, FFT 블록의 입력 오차로 인해 각 부반송파에서 신호의 회전을 발생시킨다. 따라서, OFDM 전송시스템을 구성할 때, 프레임 동기오차에 대한 영향분석과 동기 복원이 매우 중요하다<sup>[7][8][11]</sup>.

AWGN 환경에서 프레임 동기오차  $\tau$ 를 가정할 때, OFDM 전송시스템에서 샘플링된 수신신호는 다음과 같다.

$$r_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cdot e^{j2\pi \frac{k}{T} \left(\frac{T}{N}n + \tau\right)} + \tilde{n}_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cdot e^{j2\pi \frac{k}{N}n} e^{j2\pi \frac{k}{T}\tau} + \tilde{n}_n \quad (28)$$

여기서,  $\tilde{n}_n$ : AWGN

$\tau$ : 프레임 동기오차

수신기에서 DFT를 사용하여 복조된 OFDM 신호는 다음 식과 같다.

$$y_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r_n e^{-j2\pi \frac{k}{N}n} = \sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'} e^{j2\pi \frac{k'}{T}\tau} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi n \left(\frac{k-k'}{N}\right)} + n_k = \sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'} e^{j2\pi \frac{k'}{T}\tau} \delta_{k-k'} + n_k = x_k e^{j2\pi \frac{k}{T}\tau} + n_k \quad (29)$$

$$\text{여기서, } n_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{n}_n e^{-j2\pi \frac{nk}{N}} \quad \delta_{k-k'} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi n \left(\frac{k-k'}{N}\right)}$$

식 (29)로부터 프레임 동기오차가 OFDM 수신신호에 발생하는 영향은 송신된 신호의 위상이 천이된 형태로 나타남을 알 수 있다. 이 때, 지속적으로 프레임 동기오차가 발생하면 누적된 위상으로 인해 주파수 율셋과 동일한 현상으로 나타난다. 위상천이의 총량은 OFDM 신호구간으로 정규화된 프레임 오차  $\frac{\tau}{T}$ 와 부반송파 index  $k'$ 에 의해 결정되며,  $T=N/W$ 이므로 식 (30)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\theta_{k,\tau} = 2\pi k' \frac{W}{N} \tau \quad (30)$$

### 4.3 효율적 동기 알고리즘-ML 알고리즘<sup>(8)</sup>

OFDM 전송시스템의 수신기는 정확한 OFDM 신호의 시작 프레임을 알지 못하며, 송신기와 수신기간 발진기의 주파수 부정합이 있을 경우, 시스템의 성능 저하를 일으킨다. OFDM 전송시스템에서 프레임 동기오차와 주파수 율셋을 보정하는 방식에는 파일럿 심볼을 이용하는 방식과 보호구간을 이용하는 방식이 있다. 이 두 방식 중에 보호구간을

이용하는 추정방식은 파일럿 심볼을 사용하지 않기 때문에 데이터의 overhead가 적고, 주파수 및 프레임 동기 오차를 동시에 추정할 수 있기 때문에 효과적이다.

전송채널이 AWGN 환경이라 가정하고, 도착시간을 지연 함수  $\delta_{k-\tau}$ , 반송파의 주파수 윗셋  $\Delta f$ 를 시간 영역에서 multiplicative 왜곡으로 모델링하면, OFDM 수신신호  $r_k$ 는 다음 식과 같다.

$$r_k = s_{k-\tau} e^{j2\pi\Delta f k/N} + n_k \quad (31)$$

전송데이터 심볼  $s_k$ 가 상호 독립적이고 전송신호  $s_k$ 가 i.i.d.(independent & identically distributed) 이므로, 부반송파의 수가 상당히 크다면  $s_k$ 는 central limit 이론에 의해서 복소 가우시안 과정으로 접근하게 된다. 이 때, Cyclic Prefix는 상관 관계를 가지며, 복소 가우시안 과정은 백색잡음과정이 아니므로 OFDM 수신신호  $r_k$ 도 백색과정(white process)이 아니다. 따라서  $r_k$ 는 프레임 동기오차  $\tau$ 와 반송파 주파수 윗셋  $\Delta f$ 에 대한 정보를 내포하므로, 수신기에서는 Cyclic Prefix의 상관특성을 이용하여 반송파 주파수 윗셋과 프레임 동기오차를 추정할 수 있게 된다.

OFDM 전송시스템의 수신신호  $r_k$ 와  $r_{k+N}$ 의 상관관계는 다음 식과 같다.

$$\forall k \in I, E\{r_k r_{k+m}^*\} = \begin{cases} \sigma_s^2 + \sigma_n^2 & m=0 \\ \sigma_s^2 e^{-j2\pi\Delta f m} & m=N \\ 0 & o.w \end{cases} \quad (32)$$

$$\begin{aligned} \text{여기서, } \sigma_s^2 &= E[|s(k)|^2] \\ \sigma_n^2 &= E[|n(k)|^2] \end{aligned}$$

수신신호의 반송파 주파수 윗셋과 프레임 동기오차를 고려한 Log-likelihood 함수  $\Lambda(\tau, \Delta f)$ 는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \Lambda(\tau, \Delta f) &= \log p(r | \tau, \Delta f) \\ &= \log \left\{ \prod_{k \in I} p(r_k, r_{k+N}) \prod_{k \in I \cup I'} p(r_k) \right\} \\ &= \log \left\{ \prod_{k \in I} \frac{p(r_k, r_{k+N})}{p(r_k)p(r_{k+N})} \prod_k p(r_k) \right\} \end{aligned} \quad (33)$$

여기서,  $p(\cdot)$  : 확률밀도함수

식 (33)에서  $\prod_k p(r_k)$ 는  $\tau$ 와  $\Delta f$ 에 대하여 독립적이며,  $\tau$ 와  $\Delta f$ 의 ML 추정은  $\Lambda(\tau, \Delta f)$ 을 최대화 하는  $\tau$ 와  $\Delta f$ 를 찾는 것이다. 따라서, 식 (32)은  $r(k)$ 가 joint Gaussain 벡터라는 가정 하에서 식 (34)로 표현되며, 만족할만한  $(\widehat{\tau}_{ML}, \widehat{\Delta f}_{ML})$ 을 찾는다.

$$\Lambda(\tau, \Delta f) = |\Gamma(\tau)| \cos(2\pi\Delta f + \angle\Gamma(\tau)) - \rho\Phi(\tau) \quad (34)$$

$$\text{여기서, } \Gamma_\tau \equiv \sum_{k=\tau}^{\tau+L-1} r_k r_{k+N}^*$$

$$\Phi_\tau \equiv \frac{1}{2} \sum_{k=\tau}^{\tau+L-1} (|r_k|^2 + |r_{k+N}|^2) \quad \rho \text{ fd } r_k \text{ 와 } r_{k+m} \text{의 상관계수}$$

$$\begin{aligned} \rho &= \left| \frac{E(r(k)r(k+N))}{\sqrt{E(|r(k)|^2)E(|r(k+N)|^2)}} \right| \\ &= \frac{\sigma_s^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} = \frac{SNR}{SNR + 1} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \max_{(\tau, \Delta f)} \Lambda(\tau, \Delta f) &= \max_{\tau} \left( \max_{\Delta f} \Lambda(\tau, \Delta f) \right) \\ &= \max_{\tau} \Lambda(\tau, \widehat{\Delta f}_{ML}(\tau)) \end{aligned} \quad (35)$$

주파수 윗셋에 대한 최대값은 식 (34)에서  $\cos(\cdot)$  항이 1인 경우에 얻어지며, 이 때  $\Delta f$ 의 ML 추정치는 다음 식과 같다.

$$\widehat{\Delta f}_{ML}(\tau) = -\frac{1}{2\pi} \angle\Gamma(\tau) + n \quad (36)$$

여기서,  $n$  : 정수

식 (36)로부터  $r_k$ 와  $r_{k+N}$ 의 상관값이 최대가 될 때, ML 주파수 윗셋  $\widehat{\Delta f}_{ML}$ 를 얻는다.

## 5. 결 론

본 고에서는 실내 다중경로 전송환경에서 고속 광대역의 무선 멀티미디어 통신을 위한 무선 LAN의 효율적 전송방식으로 OFDM-64QAM 방식을 사용한 다중 반송파 전송시스템에 대해 고찰하였다.

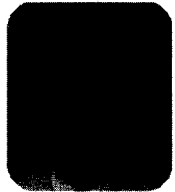
OFDM-64QAM의 무선 LAN 시스템은 반송파의 주파수 윗셋에 의해 인접 부채널간의 간섭이 부반송파의 개수와 신호전력의 크기에 비례적으로 증가하여 높은 신호대 잡음 전력비에서도 SER 성능 곡선상에 error floor가 발생한다. 특히, 높은 레벨의 신호를 가지는 64QAM 변조방식으로 인하여 작은 주파수 윗셋에 대해서도 매우 민감한 성능열화를 일으킨다. 따라서, OFDM-64QAM 시스템에서는 요구되는 SER 성능을 유지하기 위해 매우 우수한 동기회로가 필요하다.

그러나 OFDM-64QAM은 고속의 데이터 전송이 가능하며, 실내 고속 무선 LAN 시스템을 위한 전송방식으로 적합함을 알 수 있으며, 향후 고속 무선 ATM 또는 동영상 전송이 가능한 광대역 무선 멀티미디어 시스템에 적용이 가능할 것이다.

참고문헌

- [1] IEEE P802.11-96/49A-E
- [2] Hitoshi Takashi, "Proposal of PHY Specification for 5GHz Band", NTT wireless System Laboratories, January 1998
- [3] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data Transmission by Frequency Division Multiplexing Using the Discrete carrier Transform", IEEE Transaction on Communication Technology, Vol. COM-19, No.5, pp. 628-634, October 1971
- [4] M. Speth, F. Classen and H. Meyr, "Frame synchronization of OFDM systems in frequency selective fading channels", Vehicular Technology Conference, pp.1807-1811, 1997
- [5] William C. Y. Lee, "Mobile Communication design fundamentals", Willy Inter Science, Second edition, pp.39, 1993
- [6] Andreas Czylik, "Degradation of MultiCarrier and Single Carrier Transmission with Frequency Domain Equalization due to Pilot-Aided Channel Estimation and Frequency Synchronization", Globcom, pp.27-31, 1997
- [7] A. A. M Saleh and R. A. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. SAC-5, No. 2, pp.128-137, February 1987
- [8] J. van de Beek, M. Sandell, P. O. Borjesson, "On Synchronization in OFDM Systems Using the Cyclic Prefix", Vehicular Technology Conference, 1995
- [9] Amerio Brajal and Antoine Chouly, "Compensation of nonlinear distortion for orthogonal multicarrier schemes using predistortion", Globecom, pp.1909-1914, 1994
- [10] A. Vahlin and N. Holte, "Use of a Guard Interval in OFDM on Multipath Channels", Electronics Letters, Vol. 30, No. 24, pp.2015-2016, November 1994
- [11] M. de Couville, P. Dubamel, P. Madec and J. Palicot, "Blind Equalization of OFDM systems based on the Minimization of a Quadratic Criterion", pp.1318-1322, ICC 1996

**저 자 소개**



**계선형(桂先瑩)**

1997년 2월 명지대 제어계측공학과 졸업. 1999년 2월 연세대 대학원 전파공학과 졸업(석사). 1999년 3월~현재 LG정보통신 단말 사업본부 서울사업장 한국형 개발단 하드웨어 개발실 연구원. 관심분야: 위성통신 공학, 디지털통신공학, 전파공학.



**황유모(黃有模)**

1956년 10월 15일생. 1980년 한양대 전기공학과 졸업. 1982년 고려대 전기과 졸업(석사). 1983년-1984년 삼척대 전기공학과 전임강사. 1986년 Texas A&M Univ. 전기공학과 졸업(석사). 1991년 Polytechnic Univ. 전기공학과 졸업(공학). 1991년-1994년 삼성전자 신호처리연구소 수석 연구원. 1994년-현재 명지대 전기정보제어공학부 부교수.